

Japanese Patent No.: 3447366 B2

Date of Registration : July 4, 2003

Applicant : TOSHIBA CORP.

Title : THREE-PHASE PWM VOLTAGE GENERATING CIRCUIT

5

[0017]

[Operation]

By the above means, in claim 1, a pulse width that is  
10 sufficient enough to detect a current of the DC bus line  
can be obtained even when output voltage is low and also  
when a phase angle of the voltage command vectors is close  
to that of the reference voltage vectors. Furthermore, in  
the case of detecting an excess current by using the  
15 absolute value of the DC bus line current of the inverter,  
a peak value of the output phase current can be detected  
even when the power factor is low, that is, when an angle  
of delay of the current phase is large. Moreover, torque  
ripple can be reduced compared to the case of two-arm  
20 modulation in which average switching frequencies are equal.  
Furthermore, since only one detection signal is required to  
correct an output voltage error, only one photocoupler for  
insulation with a high-voltage part is provided, allowing  
25 detection of phase voltage while achieving downsizing and  
low cost.

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 特許公報 (B2)

(11)特許番号

特許第3447366号  
(P3447366)

(45)発行日 平成15年9月16日 (2003.9.16)

(24)登録日 平成15年7月4日 (2003.7.4)

(51)Int.Cl'

H 02 M 7/48

H 02 P 7/63

識別記号

3 0 2

F I

H 02 M 7/48

H 02 P 7/63

F

3 0 2 D

3 0 2 K

請求項の数 5 (全 9 頁)

(21)出願番号

特願平6-82135

(22)出願日

平成6年4月21日 (1994.4.21)

(65)公開番号

特開平7-298631

(43)公開日

平成7年11月10日 (1995.11.10)

審査請求日

平成11年2月10日 (1999.2.10)

審判番号

不服2001-22278(P2001-22278/J1)

審判請求日

平成13年12月13日 (2001.12.13)

(73)特許権者 000003078

株式会社東芝

東京都港区芝浦一丁目1番1号

(72)発明者

餅川 宏

三重県三重郡朝日町大字繩生2121番地

株式会社東芝 三重工場内

(74)代理人

100083161

弁理士 外川 英明

合議体

審判長 城戸 博児

審判官 牧 初

審判官 三友 英二

(56)参考文献 特開 昭63-174589 (JP, A)

特開 平1-259761 (JP, A)

(54)【発明の名称】 3相PWM電圧発生回路

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】 半導体スイッチング素子を用いた3相電圧型インバータ装置において、120度位相差のある2種類の基本電圧ベクトルと、それらの基本電圧ベクトルのスイッチング状態の1相のみをスイッチングして得られる大きさを持たない零ベクトルの合計3種類の基本電圧ベクトルを用いて3相PWM電圧を発生する際に、前記2種類の基本電圧ベクトルの間に前記零ベクトルを挿入して3相PWM電圧を発生することを特徴とする3相PWM電圧発生回路。

【請求項2】 半導体スイッチング素子を用いた3相電圧型インバータ装置において、夫々60度づつ位相差のある3種類の基本電圧ベクトルを用いて60度区間毎に3相のうち1相の電位を固定して全くスイッチングしないようにし、3相PWM電圧を発生することを特徴とす

る3相PWM電圧発生回路。

【請求項3】 半導体スイッチング素子を用いた3相電圧型インバータ装置において、120度位相差のある2種類の基本電圧ベクトルと、それらの基本電圧ベクトルのスイッチング状態の1相のみをスイッチして得られる大きさを持たない零ベクトルの合計3種類の基本電圧ベクトルを用いて3相PWM電圧を発生する回路と、これによって発生した実際の出力3相電圧を全波整流回路により整流して零電圧状態であるか否かを検出し、この信号と上記3相PWM電圧発生回路により得られた信号との比較により出力電圧誤差を補正する回路とからなることを特徴とする3相PWM電圧発生回路。

【請求項4】 基本電圧ベクトルを用いて、3相のうち1相についてはスイッチングを行わないスイッチング休止期間を有する3相PWM電圧制御を行う3相PWM電

圧発生回路において、

スイッチング休止期間の中心を電圧基本波の最大位相に對して、30度以下の一定量遅らせることを特徴とする3相PWM電圧発生回路。

【請求項5】 基本電圧ベクトルを用いて、3相のうち1相についてはスイッチングを行わないスイッチング休止期間を有する3相PWM電圧制御を行う3相PWM電圧発生回路において、

スイッチング休止期間の中心位相と電流基本波の最大位相との位相差を-10度から10度の間にすることを特徴とする3相PWM電圧発生回路。

10

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 半導体スイッチング素子を用いた3相電圧型インバータ装置の3相PWM電圧発生回路に関する。

【0002】

【従来の技術】 従来、この種のインバータ制御装置においては、60°位相差のある2種類の基本電圧ベクトルと、それらの基本電圧ベクトルのスイッチング状態の1相のみをスイッチして得られる大きさを持たない2種類の零ベクトルの合計4種類の基本電圧ベクトルを用いて3相PWM電圧を発生するスイッチング方式（以下3アーム変調）と、60°位相差のある2種類の基本電圧ベクトルと、大きさを持たない2種類の零ベクトルのうち一方のみを使ったスイッチング方式（以下2アーム変調）の2方式が用いられている。また、2アーム変調の場合、3相出力の内2相のみスイッチングしており他の1相はスイッチングを休止しているが、このスイッチングを行わない相は、例えば、電圧基本波の最大位相の前後30°の計60°と、電圧基本波の最小位相の前後30°の計60°とに固定されており、電圧位相に固定されている。

20

【0003】

【発明が解決しようとする課題】 上記のように、2アーム変調（又は3アーム変調）方式では、出力電圧が低い場合や電圧指令ベクトルの位相角が基本電圧ベクトルの位相角に近い場合には、大きさを持った60°位相差のある2種類の基本電圧ベクトルの時間比率が少なくなり、スイッチングモードの保持時間幅が狭くなる。これにより、例えば特願平2-20445のようなインバータの直流母線の電流を検出し、この値から相電流を間接的に求める方式では電流が流れている期間が短くなるため、検出電流が十分に立上がる前に電流が零になり実際の電流より低く検出される不具合を生じる。特に出力電圧が低いとこの傾向は著しい。これを防ぐために特願平2-20445では、スイッチング制御周期を長くとする対策を講じているが、これらはインバータの制御性を著しく低下させるため不完全な方式となっている。

30

【0004】 また、インバータの直流母線電流の絶対値

で過大電流を検出する場合においては、力率が低い場合即ち電流位相の遅れ角が大きい時には出力相電流のピーク値が検出できない。また、2アーム変調では、3アーム変調に比べて同じ変調周波数で比較すると約2倍のトルクリップルが発生する。また、従来変調方式では、負荷中性点電位変動が大きく漏れ電流が多く流れる。

【0005】 また、出力電圧の誤差を補正する場合においては、3相の電圧をそれぞれ別個に検出する必要があり、高電圧部との絶縁を行うフォトカプラを3個必要とするために小型化や低コスト化を阻害している。

【0006】 さらに、2アーム変調で、電圧基本波の最大位相の前後30°の計60°と、電圧基本波の最小位相の前後30°の計60°とに固定された方式では、負荷力率が1の場合に最もスイッチング損失が少ない。しかし、誘導電動機駆動時では必ず遅れ力率で動作し、しかも負荷状態の変化により力率が変化し、出力相電流の位相が増減した場合に半導体素子のスイッチング損失の低減効果が不十分である。

【0007】 また、図13はPWMインバータでモータである誘導性負荷を駆動した場合の相電流波形図である。図に示すように、電流はリップルを含んだ正弦波状になり、この時電流極性が切替わり点Tzxでの挙動を図14で更に詳細に説明する。図14でBu、Bxは、夫々図3におけるU相の上側パワートランジスタ3Uと下側パワートランジスタ3Xのベース信号で、簡単化のため回路の遅れ時間は無視している。

【0008】  $I_u$ はU相負荷電流、 $V_u$ はU相出力相電圧である。最初電流が正の状態で上側素子がオンしており、この状態でBuが切れ上側パワートランジスタ3Uがオフする。この為U相出力相電圧Vuは瞬間に低下して下側のダイオードがオンし、U相負荷電流Iuを流し続ける。その後、電流が低下し零となる（期間 $\alpha$ ）。もし、この時点までに、デッドタイムが経過していない場合は、下側パワートランジスタBxにオン信号は入らない。従ってU相電流は流れず、U相端子電圧はインバータ出力アームから解放されたオーブン状態となり、電位は負荷によってのみ決定する（期間 $\beta$ ）。この時の電圧は直流母線電圧と出力パルスのタイミングのみにより電圧検出する方式では検出不可能となる。

【0009】 また、電圧検出せずに電流値のみによりスイッチングタイミングを予測することで、出力電圧の誤差を補正する方式においても出力電位の固定されない中間電位になると予測タイミングの誤差が多くなり、出力電圧の誤差を補正することが困難となる。

【0010】 本発明は上記事情に鑑みてなされたもので、その目的は、半導体スイッチング素子を用いた3相電圧型インバータ装置において、出力電圧が低い場合や電圧指令ベクトルの位相角が基本電圧ベクトルの位相角に近い場合にも直流母線の電流を検出するのに十分なパルス幅を得ることができる3相PWM電圧発生回路と、

50

インバータの直流母線電流の絶対値で過大電流を検出する場合において、力率が低い場合即ち電流位相の遅れ角が大きい時にも出力相電流のピーク値を検出できる3相PWM電圧発生回路と、平均スイッチング周波数の等しい2アーム変調に比べて、トルクリップルを低減することができる3相PWM電圧発生回路と、負荷中性点電位変動を抑えて、漏れ電流を少なくすることができる3相PWM電圧発生回路と、出力電圧の誤差を補正するための検出信号を1つだけですむため高電圧部との絶縁を行うフォトカプラを1個のみにすることで小型低コストに相電圧検出することができる3相PWM電圧発生回路と、負荷力率が遅れ力率の場合にもスイッチング損失を少なくし、しかも、負荷状態の変化により力率が変化し、出力相電流の位相が増減した場合にもスイッチングを休止する相を常に最大電流が流れている相に移動することで、スイッチング素子のスイッチング損失の低減効果がある3相PWM電圧発生回路と、出力電圧の誤差を補正する場合において、負荷相電流が零に近付き零を交差する直前で、この相を一時的にスイッチング休止相に切換え、零交差が完了した後に再びスイッチングを開始することで、出力相電位の固定されない中間電位になることを防止し、電圧検出を確実に実行し、出力スイッチングタイミング予測値の誤差を少なくできる3相PWM電圧発生回路とを提供するにある。

## 【0011】

【課題を解決するための手段】請求項1では、半導体スイッチング素子を用いた3相電圧型インバータ装置において、120度位相差のある2種類の基本電圧ベクトルと、それらの基本電圧ベクトルのスイッチング状態の1相のみをスイッチングして得られる大きさを持たない零ベクトルの合計3種類の基本電圧ベクトルを用いて3相PWM電圧を発生する際に、前記2種類の基本電圧ベクトルの間に前記零ベクトルを挿入して3相PWM電圧を発生する3相PWM電圧発生回路である。

【0012】請求項2では、半導体スイッチング素子を用いた3相電圧型インバータ装置において、夫々60度づつ位相差のある3種類の基本電圧ベクトルを用いて60度区間毎に3相のうち1相の電位を固定して全くスイッチングしないようにし、3相PWM電圧を発生する3相PWM電圧発生回路である。

【0013】請求項3では、半導体スイッチング素子を用いた3相電圧型インバータ装置において、120度位相差のある2種類の基本電圧ベクトルと、それらの基本電圧ベクトルのスイッチング状態の1相のみをスイッチして得られる大きさを持たない零ベクトルの合計3種類の基本電圧ベクトルを用いて3相PWM電圧を発生する回路と、これによって発生した実際の出力3相電圧を全波整流回路により整流して零電圧状態であるか否かを検出し、この信号と上記3相PWM電圧発生回路により得られた信号との比較により出力電圧誤差を補正する回路

とからなる3相PWM電圧発生回路である。

【0014】請求項4では、基本電圧ベクトルを用いて、3相のうち1相についてスイッチングを行わないスイッチング休止期間を有する3相PWM電圧制御を行う3相PWM電圧発生回路において、スイッチング休止期間の中心を電圧基本波の最大位相に対して、30度以下の一定量遅らせる3相PWM電圧発生回路である。

【0015】請求項5では、基本電圧ベクトルを用いて、3相のうち1相についてスイッチングを行わないスイッチング休止期間を有する3相PWM電圧制御を行う3相PWM電圧発生回路において、スイッチング休止期間の中心位相と電流基本波の最大値位相との位相差を-10度から10度の間にする3相PWM電圧発生回路である。

【0016】

【0017】

【作用】上記手段により請求項1では、出力電圧が低い場合や電圧指令ベクトルの位相角が基本電圧ベクトルの位相角に近い場合にも、直流母線の電流を検出するのに

20 十分なパルス幅を得ることができる。また、インバータの直流母線電流の絶対値で過大電流を検出する場合において、力率が低い場合即ち電流位相の遅れ角が大きい時にも出力相電流のピーク値を検出できる。更に、平均スイッチング周波数の等しい2アーム変調に比べて、トルクリップルを低減することができる。また、出力電圧の誤差を補正するための検出信号を1つだけですむため高電圧部との絶縁を行うフォトカプラを1個のみにすることで小型低コストに相電圧検出することができる。

【0018】請求項2では、更に負荷中性点電位変動を抑えて、漏れ電流を少なくすることができる。請求項3では、負荷力率が遅れ力率の場合にもスイッチング損失を少なくし、しかも、負荷状態の変化により力率が変化し、出力相電流の位相が増減した場合にもスイッチングを休止する相を常に最大電流が流れている相に移動することで、スイッチング素子のスイッチング損失の低減効果がある。

【0019】

【0020】

【実施例】以下本発明の一実施例について図面を参照して説明する。まず、本発明が適用される三相PWMインバータ装置におけるインバータ主回路の概略的構成は、図3に示す通り直流母線1、2間に6個のスイッチング素子3u、3v、3w、3x、3y、3zをブリッジ接続した周知構成である。ここで、各アームの上下のスイッチング素子はいずれか一方がオンにされるものであるから、スイッチングモードは $2^3 = 8$ 通り存在する。そこで、インバータ装置の出力電圧に各相の位相差を考慮し、各スイッチングモードに対応して瞬時ベクトルの表現を与えた電圧ベクトルを仮想すると、これらは図4に実線で示すように、互いに $\pi/3$ だけ位相が事なり且つ

大きさの等しい6種の基本電圧ベクトルと2種のゼロベクトル(0, 0, 0), (1, 1, 1)として表現できる。

【0021】ここで、8種のベクトル(Sa, Sb, Sc)は、8通りのスイッチングモードに対応し、各相の正側のスイッチング素子3u, 3v, 3wがオンであるときにSa, Sb, Scを「1」と表わし、逆に負側のスイッチング素子3x, 3y, 3zがオンであるときに「0」と表わしたものである。

【0022】さて、上記各スイッチング素子のスイッチング状態を制御するための3相PWM信号発生回路4は、互いに120°位相差のある2種類の基本電圧ベクトル(電圧空間ベクトル)と、それら2種類の基本電圧ベクトルのどちらのスイッチング状態から1相のみのスイッチだけで得られる零ベクトルの合計3種類の電圧ベクトル間の時間比制御によって任意の大きさV\*8と位相θ\*8の指令電圧ベクトルを出力するものであるから、指令電圧ベクトルの位相θ\*を例えば30°~90°の領域について限定して考えると、図1に示すように、(1, 0, 0), (0, 1, 0), (0, 0, 0)の3種類の基本電圧ベクトルを用い、(0, 0, 0)→(1, 0, 0)→(0, 0, 0)→(0, 1, 0)→(0, 0, 0)の順にスイッチング制御することで実現できる。この時の各相電圧の波形図を図2に示す。これにより、W相は零電位に固定され全くスイッチングしないことになる。

【0023】この様にして生成された三相PWM信号Su, Sv, Swは、デッドタイム発生回路5に入力されて6個のスイッチング素子用の各スイッチング信号Bu, Bv, Bw, Bx, By, Bzが生成される。このデッドタイム発生回路5は、三相PWM信号からインバータ主回路の各アームの上下のスイッチング素子が同時にオンすることができないようにして各スイッチング素子のためのスイッチング信号を生成するためのものである。

【0024】電流を検出するために必要な(1, 0, 0)と(0, 1, 0)の状態のスイッチング制御の1周期に対する出力時間を夫々、t1, t2とすると、図1の幾何学的解析により、次式を満たすことになる。

$$t1 = V^* \cdot \cos(\theta^* - \pi/6)$$

$$t2 = V^* \cdot \cos(\theta^* - \pi/6)$$

上式から分かるように位相が30°~90°に変化しても、t1, t2いずれも決して零にならない。従って、常時2相の電流が検出されていることになり、電流検出が完全になる。

【0026】図6は、指令電圧ベクトルの位相により、どのベクトルを選択すれば良いかを示した図である。幾何学的対称性から切換えシーケンスも30°~90°の場合と同様に求まり、従って、360°どの位相角でも電流検出が可能であることが分かる。図7に位相θ\*8がπ/6からπ/2の間の基本電圧ベクトルの最小出

力時間と示している。Iは本発明第一実施例の方式、IIは従来変調方式である。IIでは、2種類の基本電圧ベクトルの出力時間が少ない方が途中の位相で入れ替るため、関数が折れ曲る。本発明では指令電圧ベクトルの大きさV\*9が零の場合には検出できないが、従来変調方式に比べ、平均的に3倍程度のパルス幅が確保できる。

【0027】但し、本発明では出力電圧を高くできないため、出力電圧を高くする必要がある場合には、後述する第2実施例の方式または従来の2アーム変調或いは3アーム変調にスイッチング制御を切換えればよい。出力電圧が高い場合には電流検出に必要なスイッチング状態の時間幅が広くなるので、特願平2-20445の方式でも十分検出可能である。

【0028】図1および図2で明らかのように、零ベクトル状態がPWMの1周期内に2分割されて発生する為、従来の2アーム変調である零ベクトル状態がPWMの1周期内に1つのみの変調方式に比べ、磁束ベクトルの接線方向の脈動が低減する。このため、トルク脈動が少くなり3アーム変調のトルク脈動に近付くことになり、しかも平均スイッチング回数は、3アーム変調の2/3即ち従来2アーム変調と同レベルとなる。

【0029】また、図1および図2で明らかのように、本発明の3相PWM電圧発生回路では2種類の基本電圧ベクトルの間に必ず零ベクトル状態が挿入されるため、図8に示す回路により零ベクトル状態か否かを判定し、これと現在の出力状態から実際の出力パルス幅を補正することが可能である。図8において、10は全波整流回路、11はフォトカプラであり、零ベクトル状態であると3相全てが同電位のため全波整流しても電圧は発生せず、従ってフォトカプラ11も発光せずそれ以外のベクトル状態の場合フォトカプラ11は発光するので、図3の3相PWM信号発生手段へ現在の零ベクトルであるか否かの情報が伝達される。

【0030】次に、本発明第2実施例について説明する。3相PWM信号発生回路4は、夫々60°づつ位相差のある3種類の基本電圧ベクトルを用い、それらの間の時間比制御によって任意の大きさV\*8と位相θ\*8の指令電圧ベクトルを出力することで、指令電圧ベクトルの位相θ\*を例えば30°~90°の領域について限定して考える。すると、図9に示すように、(1, 0, 0), (1, 1, 0), (0, 1, 0)の3種類の基本電圧ベクトルを用い(1, 1, 0)→(1, 0, 0)→(1, 1, 0)→(0, 1, 0)→(1, 1, 0)の順にスイッチング制御することで実現できる。この時の各相電圧の波形図を図10に示す。

【0031】これにより、第1実施例と同様にW相は零電位に固定され全くスイッチングしないことになる。図2と図10を比較すると、U相とV相のパルス幅が広がっただけと見れるため、制御則の連続性が保証され、切

替えに支障はない。また、第1実施例と同様、直流母線電流による電流検出が可能で、第2実施例では3種類の基本電圧ベクトルを使用するため、検出の確実性が向上する。

【0032】また、インバータの直流母線電流の絶対値で過大電流を検出する場合では、図5より明らかに、(1, 0, 0)ベクトルを出力している時の直流母線電流はU相電流となり、(1, 1, 0)ベクトルを出力している時の直流母線電流は-W相電流となり、(0, 1, 0)ベクトルを出力している時の直流母線電流はV相電流となる。これらの絶対値をPWM一制御周期中で最も高い値を取出すと、3相出力電流のうち最も高い電流が検出されたことになり、たとえ力率が低い場合即ち電流位相の遅れ角が大きい時にも出力相電流のピーク値を検出できるし、その他いかなる位相差の電流が流れても、確実に過電流検出できる。

【0033】負荷中性点電位は、U, V, W各3相電圧の平均値となるため、本発明第1, 第2実施例とも2レベルのみとなり、従来の2アーム変調或いは3アーム変調のように、3レベル、4レベルに比べて負荷中性点電圧変動が抑えられ、これにより漏れ電流も従来変調方式に比べて低減する。

【0034】次に、本発明第3実施例について説明する。第3実施例において図3の3相PWM信号発生回路4は基本的には従来の2アーム変調を行う。即ち60°位相差のある2種類の基本電圧ベクトルと、大きさを持たない2種類の零ベクトルのうち一方のみの合計3種類の電圧ベクトル間の時間比制御によって任意の大きさV\*8と位相θ\*8の指令電圧ベクトルを出力するスイッチングを行い、指令電圧ベクトルの位相θ\*8によるベクトル切換えシーケンスの領域分割を従来方式より15°遅らせる。

【0035】図11は位相θ\*8によるベクトル切換えシーケンスの領域分割を示した図である。例えばθ\*8が45°～105°の領域について限定して考えると、図11から明らかのように、この期間ではW相は0に固定されておりW相はスイッチングされていない。この3相PWM信号発生回路を用いて3相対称の正弦波変調制御し3相対称の遅れ負荷を駆動した場合、もし、その負荷電流位相が電圧位相に対して15°遅れていたなら、W相負荷電流の基本波の最小となる時点の前後30°は、W相はスイッチングしていないことになる。即ち、W相電流が最も多く負荷側からインバータ側へ流入する期間で、W相がスイッチングを休止していることになり、この期間ではスイッチング損失はU相とV相のみで発生しW相では零となる。スイッチング損失は、電流が大きいほど大きくなるので、上記のようにすれば、常に電流の最も大きい相のスイッチングが休止していることになり、全般的な平均スイッチング損失が最小化される。

【0036】この様に第3実施例では、ベクトル切換えシーケンスの領域分割位相を、負荷電流の遅れ角の分移動させることで、スイッチング損失の最小化が達成される。連続60°期間スイッチング休止可能な領域の中心位相の移動可能限界は図4の幾何学的対称性から、電圧基本波のピーク位相に対して±30°に限られるが、モータである誘導性負荷では、重負荷時ほど電流値は大きくなり電圧と電流の位相差は少なくなるので、インバータの過熱を抑える目的としては問題ない。

【0037】また、第3実施例では、ベクトル切換えシーケンスの領域分割位相を移動を15°固定にしたため、負荷電流の遅れ角が15°以外ではスイッチング損失が最小にならない。そこで、負荷電流を検出して常にベクトル切換えシーケンスの領域分割位相を、負荷電流の遅れ角に一致させるように変動させることで、負荷電流の遅れ角が変化してもスイッチング損失を最小化することができる。

【0038】図12は、第1実施例の制御方式でベクトル切替えシーケンスの領域分割を、第1実施例より15°遅らせた場合の位相θ\*8によるベクトル切換えシーケンスの領域分割を示した図である。この様に、第1実施例や第2実施例の3相PWM信号発生方式においても、同様にベクトル切換えシーケンス領域分割位相を移動させることができ、スイッチング損失低減を図れる。また、本実施例では、電流ピークでスイッチングしないため、スイッチングサージ電圧や輻射電磁波も少なくすることができる。

【0039】次に、本発明第4実施例について説明する。第4実施例において図3の3相PWM信号発生回路4は、基本的には従来の3アーム変調を行う。即ち、60°位相差のある2種類の基本電圧ベクトルと、それらの基本電圧ベクトルのスイッチング状態の1相のみをスイッチして得られる大きさを持たない2種類の零ベクトルの合計4種類の基本電圧ベクトルの時間比制御によって任意の大きさV\*8と位相θ\*8の指令電圧ベクトルを出力するスイッチングを行う。そして、負荷相電流が所定の値より小さくなり零に近付いた時点で、この相を一時的にスイッチング休止させて零交差が完了し、負荷相電流が所定の値より大きくなつた時点で再びスイッチングを開始する。

【0040】この様にすることで、零交差する相でスイッチングが行われず、従ってデッドタイム中に発生する電位の不確定性は発生しなくなる。この場合、第3実施例でも述べたようにスイッチング休止可能な領域の中心位相の移動可能限界は図4の幾何学的対称性から、電圧基本波のピーク位相に対して±30°に限られ、更にその点の前後30°までスイッチング休止できるが、相電流が零交差する位相は負荷電流ピーク位相に対して±90°ずれている。

【0041】従って第4実施例の場合は第3実施例と異

なり、電圧と電流の位相差が  $30^\circ \sim 150^\circ$  でないと実施できない。モータである誘導性負荷では、無負荷時の電圧と電流の位相差は略  $90^\circ$  あり、出力パルスのタイミングのみにより電圧検出し出力電圧補償制御するデッドタイム補償法（例えば IEEE-IAS-1985 Annual Meeting p. 436）の場合

では、軽負荷時の不安定現象回避の目的で実施するので、重負荷時には実現できなくても問題なく、本発明第4実施例が有効である。また、スイッチングタイミングが電流極性に依存することを仮定し、出力電圧補償制御するデッドタイム補償法（例えば昭和61年度電気学会東海支部NO. 146）の場合でも、デッドタイム中に発生する電位の不確定性が生じない第4実施例では、出力スイッチングタイミング予測値の誤差を少なくできる。また、直流母線電圧と出力パルスのタイミングにより出力電圧を間接的に検出し、これをもとにモータの磁束演算を行う制御の場合にも第4実施例が有効である。

#### 【0042】

【発明の効果】以上述べてきたように本発明によれば、請求項1では、出力電圧が低い場合や電圧指令ベクトルの位相角が基本電圧ベクトルの位相角に近い場合にも、直流母線の電流を検出するのに十分なパルス幅を得ることができる。また、インバータの直流母線電流の絶対値で過大電流を検出する場合において、力率が低い場合即ち電流位相の遅れ角が大きい時にも出力相電流のピーク値を検出できる。更に、平均スイッチング周波数の等しい2アーム変調に比べて、トルクリップルを低減することができる。また、出力電圧の誤差を補正するための検出信号を1つだけですむため高電圧部との絶縁を行うフォトカプラを1個のみにすることで小型低コストに相電圧検出することができる。

【0043】請求項2では、更に負荷中性点電位変動を抑えて、漏れ電流を少なくすることができる。請求項3では、負荷力率が遅れ力率の場合にもスイッチング損失を少なくし、しかも、負荷状態の変化により力率が変化し、出力相電流の位相が増減した場合にもスイッチング

を休止する相を常に最大電流が流れている相に移動することで、スイッチング素子のスイッチング損失の低減効果がある。

#### 【0044】

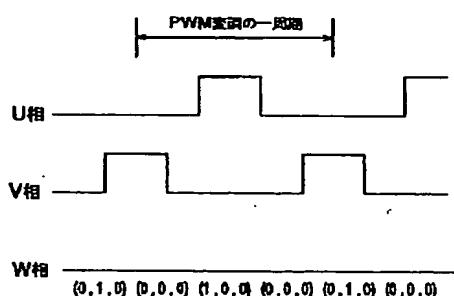
##### 【図面の簡単な説明】

- 【図1】本発明の第1実施例を示すベクトル図、
- 【図2】第1実施例を示す相電圧波形図、
- 【図3】第1実施例を示す回路図、
- 【図4】基本電圧ベクトルを示す図、
- 【図5】基本電圧ベクトルと直流電流の関係を示す図、
- 【図6】指令電圧ベクトルの位相とベクトル切換えシーケンスを示す図、
- 【図7】基本ベクトルの最小出力時間を示す図、
- 【図8】出力電圧誤差補正を行うための回路図、
- 【図9】本発明の第2実施例を示すベクトル図、
- 【図10】第2実施例を示す相電圧波形図、
- 【図11】第3実施例の図6相当図、
- 【図12】本発明第1実施例と第3実施例の併用方式による指令電圧ベクトルの位相とベクトル切換えシーケンスを示す図、
- 【図13】PWMインバータでモータである誘導性負荷を駆動時の相電流波形図、
- 【図14】電流極性が切替わり点での挙動を示すタイミング図、
- 【図15】従来例を示すベクトル図。

【符号の説明】

1. 2. 正負側直流母線、	3. スイッチング素子、
4. 3相PWM信号発生回路、	5. デッドタイム発生回路、
6. 電流検出器、	7. 相判断回路、
8. 指令電圧ベクトルの位相 $\theta^*$ 、	
9. 指令電圧ベクトルの大きさ $V^*$ 、	
10. 全波整流回路、	
11. フォトカプラ。	

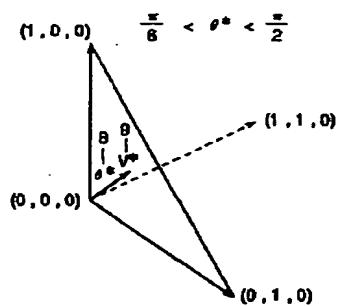
【図2】



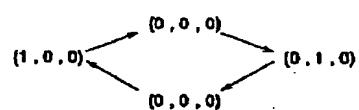
【図5】

基本電圧ベクトル	idc
(1, 0, 0)	iu
(1, 1, 0)	-iu
(0, 1, 0)	iv
(0, 0, 1)	-iv
(0, 1, 1)	iu
(1, 0, 1)	-iv

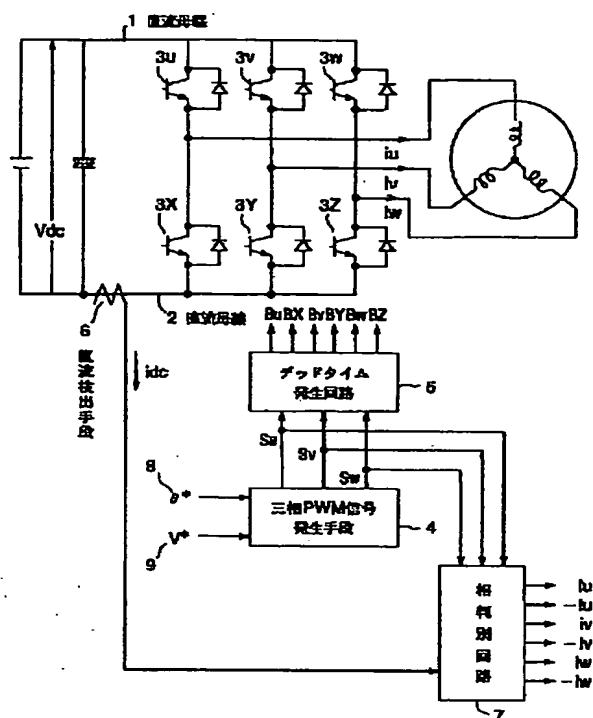
【図1】



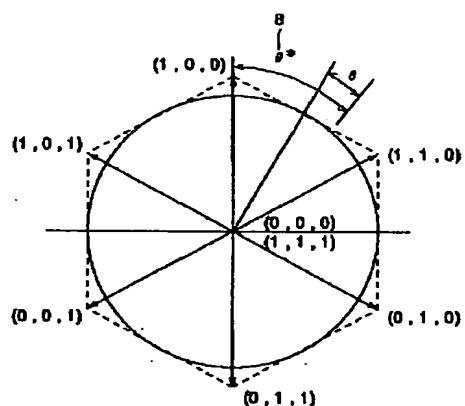
切換次順序



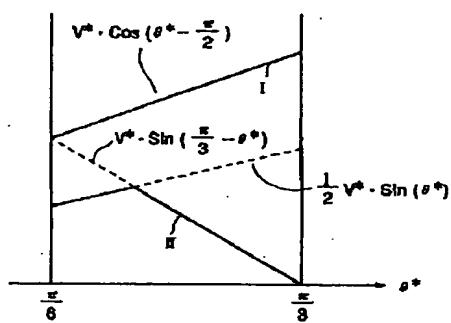
【図3】



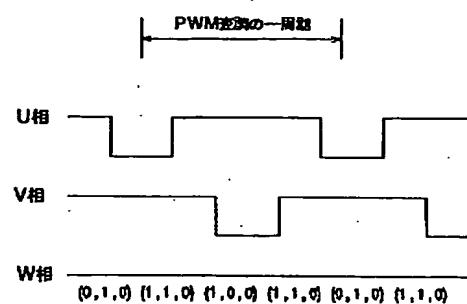
【図4】



【図7】



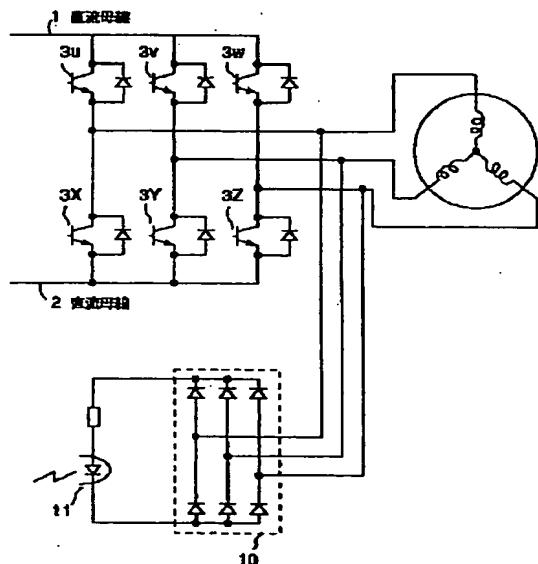
【図10】



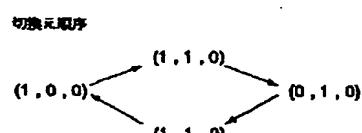
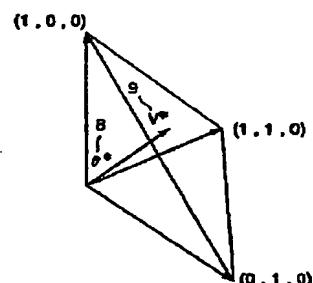
【図6】

$0^{\circ} \sim 8$ の領域	ベクトル切換えシーケンス
$30^{\circ} \sim 90^{\circ}$	$(0,0,0) \rightarrow (1,0,0) \rightarrow (0,0,0) \rightarrow (0,1,0) \rightarrow (0,0,0)$
$90^{\circ} \sim 150^{\circ}$	$(1,1,1) \rightarrow (1,1,0) \rightarrow (1,1,1) \rightarrow (0,1,1) \rightarrow (1,1,1)$
$150^{\circ} \sim 210^{\circ}$	$(0,0,0) \rightarrow (0,1,0) \rightarrow (0,0,0) \rightarrow (0,0,1) \rightarrow (0,0,0)$
$210^{\circ} \sim 270^{\circ}$	$(1,1,1) \rightarrow (0,1,1) \rightarrow (1,1,1) \rightarrow (1,0,1) \rightarrow (1,1,1)$
$270^{\circ} \sim 330^{\circ}$	$(0,0,0) \rightarrow (0,0,1) \rightarrow (0,0,0) \rightarrow (1,0,0) \rightarrow (0,0,0)$
$330^{\circ} \sim 30^{\circ}$	$(1,1,1) \rightarrow (1,0,1) \rightarrow (1,1,1) \rightarrow (1,1,0) \rightarrow (1,1,1)$

【図8】



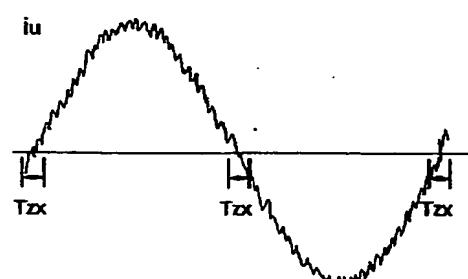
【図9】



【図12】

$0^{\circ} \sim 8$ の領域	ベクトル切換えシーケンス
$45^{\circ} \sim 105^{\circ}$	$(0,0,0) \rightarrow (1,0,0) \rightarrow (0,0,0) \rightarrow (0,1,0) \rightarrow (0,0,0)$
$105^{\circ} \sim 165^{\circ}$	$(1,1,1) \rightarrow (1,1,0) \rightarrow (1,1,1) \rightarrow (0,1,1) \rightarrow (1,1,1)$
$165^{\circ} \sim 225^{\circ}$	$(0,0,0) \rightarrow (0,1,0) \rightarrow (0,0,0) \rightarrow (0,0,1) \rightarrow (0,0,0)$
$225^{\circ} \sim 285^{\circ}$	$(1,1,1) \rightarrow (0,1,1) \rightarrow (1,1,1) \rightarrow (1,0,1) \rightarrow (1,1,1)$
$285^{\circ} \sim 345^{\circ}$	$(0,0,0) \rightarrow (0,0,1) \rightarrow (0,0,0) \rightarrow (1,0,0) \rightarrow (0,0,0)$
$345^{\circ} \sim 45^{\circ}$	$(1,1,1) \rightarrow (1,0,1) \rightarrow (1,1,1) \rightarrow (1,1,0) \rightarrow (1,1,1)$

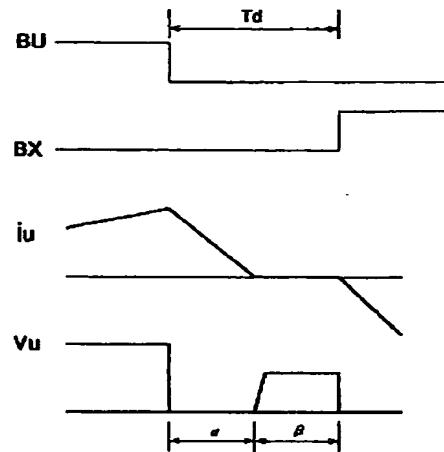
【図13】



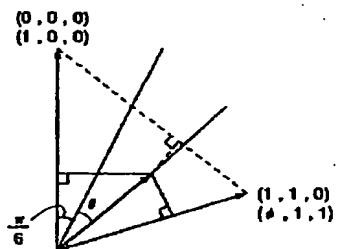
【図11】

$\theta^* \&$ の領域	ベクトル切換えシーケンス
$0^\circ \sim 45^\circ$	$(1,1,0) \rightarrow (1,0,0) \rightarrow (1,1,0) \rightarrow (1,1,1) \rightarrow (1,1,0)$
$45^\circ \sim 60^\circ$	$(1,0,0) \rightarrow (0,0,0) \rightarrow (1,0,0) \rightarrow (1,1,0) \rightarrow (1,0,0)$
$60^\circ \sim 105^\circ$	$(0,1,0) \rightarrow (0,0,0) \rightarrow (0,1,0) \rightarrow (1,1,0) \rightarrow (0,1,0)$
$105^\circ \sim 120^\circ$	$(1,1,0) \rightarrow (0,1,0) \rightarrow (1,1,0) \rightarrow (1,1,1) \rightarrow (1,1,0)$
$120^\circ \sim 165^\circ$	$(0,1,1) \rightarrow (0,1,0) \rightarrow (0,1,1) \rightarrow (1,1,1) \rightarrow (0,1,1)$
$165^\circ \sim 180^\circ$	$(0,1,0) \rightarrow (0,0,0) \rightarrow (0,1,0) \rightarrow (0,1,1) \rightarrow (0,1,0)$
$180^\circ \sim 225^\circ$	$(0,0,1) \rightarrow (0,0,0) \rightarrow (0,0,1) \rightarrow (0,1,1) \rightarrow (0,0,1)$
$225^\circ \sim 240^\circ$	$(0,1,1) \rightarrow (0,0,1) \rightarrow (0,1,1) \rightarrow (1,1,1) \rightarrow (0,1,1)$
$240^\circ \sim 285^\circ$	$(1,0,1) \rightarrow (0,0,1) \rightarrow (1,0,1) \rightarrow (1,1,1) \rightarrow (1,0,1)$
$285^\circ \sim 300^\circ$	$(0,0,1) \rightarrow (0,0,0) \rightarrow (0,0,1) \rightarrow (1,0,1) \rightarrow (0,0,1)$
$300^\circ \sim 345^\circ$	$(1,0,0) \rightarrow (0,0,0) \rightarrow (1,0,0) \rightarrow (1,0,1) \rightarrow (1,0,0)$
$345^\circ \sim 360^\circ$	$(1,0,1) \rightarrow (1,0,0) \rightarrow (1,0,1) \rightarrow (1,1,1) \rightarrow (0,0,1)$

【図14】



【図15】



切換え順序

